

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国际局



(43) 国际公布日:
2003年10月23日(23.10.2003)

PCT

(10) 国际公布号:
WO 03/088503 A1

- (51) 国际分类号⁷: H03M 13/29
- (21) 国际申请号: PCT/CN02/00239
- (22) 国际申请日: 2002年4月5日(05.04.2002)
- (25) 申请语言: 中文
- (26) 公布语言: 中文
- (71) 申请人(对除美国以外的所有指定国): 连宇通信有限公司(LINKAIR COMMUNICATIONS, INC.) [US/US]; 美国加利福尼亚州桑塔克拉拉市塔斯曼路2901号109室, California 95054 (US)。
- (72) 发明人;及
- (75) 发明人/申请人(仅对美国): 李永会(LI, Yonghui) [CN/CN]; 李轶(LI, Yi) [CN/CN]; 中国北京市西直门北大街甲43号金运大厦B座908, Beijing 100044 (CN)。
- (74) 代理人: 北京三友知识产权代理有限公司(BEIJING SANYOU INTELLECTUAL PROPERTY AGENT LTD.); 中国北京市北三环中路40号, Beijing 100088 (CN)。

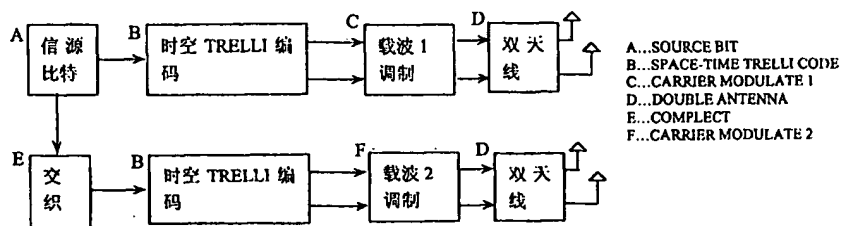
- (81) 指定国(国家): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BC, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZM, ZW
- (84) 指定国(地区): ARIPO专利(GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚专利(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), 欧洲专利(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), OAPI专利(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG)

本国际公布:
— 包括国际检索报告。

所引用双字母代码和其它缩写符号, 请参考刊登在每期PCT公报期刊起始的“代码及缩写符号简要说明”。

(54) Title: A METHOD AND DEVICE FOR SPACE-TIME-FREQUENCY TURBO ENCODING

(54) 发明名称: 一种时空频TURBO编码方法及装置



(57) Abstract: A method and device for space-time-frequency turbo encoding, wherein: coding input bit in the cascaded space-time trellis by the transmitting terminal; when coding, the inside and outside code in cascade is the space-time trellis code, and combined encoding by way of the frequency domain as a dimension; decoding the receiving signal in the receiving terminal. The present invention extends space-time encoding to the frequency domain, it has the advantage of making more flexible design space for space-time encoding, more advancing systemic spectra efficiency and obtaining more diversity gain and encoding gain.

[见续页]



(57) 摘要

一种时空频 TURBO 编码方法及装置，其中包括：发射端对输入比特进行级连的时空 TRELLIS 编码；编码时，级连的内外码均为时空 TRELLIS 编码，且将频率域作为编码的一个维数进行联合编码；接收端对接收的信号进行译码。本发明将时空编码扩展到频域，可以为时空编码提供更灵活的设计空间，更大的提高系统的频谱效率和获得更大的分集增益和编码增益。

一种时空频 TURBO 编码方法及装置

技术领域

本发明涉及通信技术领域，特别涉及一种用于通信系统的串行和并行时空频编码方法，具体的讲是一种时空频 TURBO 编码方法及装置。

5 背景技术

通信系统中，现有的抗衰落方案主要是采用分集技术，特别是分集技术中的时空编码技术，参见参考文献[13]、[14]，在现有技术中介绍的都是时空编码，而没有人涉足于时空频编码领域。

发明内容

10 本发明的目的在于，提供一种时空频 TURBO 编码方法及装置。事实上，将时空编码扩展到频域，可以为时空编码提供更灵活的设计空间，更大的提高系统的频谱效率和获得更大的分集增益和编码增益。

本发明的技术方案为：一种时空频 TURBO 编码方法，其中包括：发射端对输入比特进行级连的时空 TRELLIS 编码；编码时，级连的内外码均为
15 时空 TRELLIS 编码，且将频率域作为编码的一个维数进行联合编码；接收端对接收的信号进行译码。

所述的发射端对输入比特进行级连的时空 TRELLIS 编码是指：发射端可对输入比特进行并行级连的时空 TRELLIS 编码，分别将两个交织前后的时空 TRELLIS 编码信号，分别调制到两个载波上；在接收端，可以分别恢复
20 出两个交织前后的时空 TRELLIS 编码信号，这就构成了时空频 TURBO 编码。

所述的发射端对输入比特进行级连的时空 TRELLIS 编码是指：发射端可对输入比特进行串行级连的时空 TRELLIS 编码，其中：外码经时空 TRELLIS 编码后形成的信息和校验符号，分别交织后再各自经过时空 TRELLIS 编码，然后在两个载波上调制发射出去。

25 所述的发射端对输入比特进行并行级连的时空 TRELLIS 编码还可以指：发射端可对输入比特进行能够传出一个信息符号和三个校验符号的并行级连的时空 TRELLIS 编码，其中：采用对两个载波的调制，可以分别恢复出两个交织前的时空 TRELLIS 编码信号及两个交织后的时空 TRELLIS 编码信号，然后在两个载波上调制发射出去。

30 所述的接收端对接收的信号进行译码是指：接收端对接收的信号可进

行时空频的 LOG-MAP 译码。

对于并行级连的时空频 TURBO 编码, 所述的接收端对接收的信号进行译码是指: 接收端对接收的信号可进行符号级的 LOG-MAP 译码;

所述的译码可为迭代译码, 所述的迭代译码应满足下列条件:

$$\begin{aligned}
 Lc(u_k = u(i) | \bar{Y}) &= \log(p(u_k = u(i) | \bar{Y})) = \log\left(\sum_{\sigma_k} p(u_k = u(i), \sigma_k, \sigma_{k+1} | \bar{Y})\right) \\
 &= \log\left(h \sum_{\sigma_k} \exp(\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + \bar{\gamma}_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k))\right) \\
 &= \bar{h} + \max_{\sigma_k} (\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + \bar{\gamma}_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k))
 \end{aligned}$$

在上式中, 对 $u(i)$ 求和, 可以得出:

$$\bar{h} = \log(h) = -\sum_i \max_{\sigma_k} (\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + \bar{\gamma}_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k))$$

此时可以进行迭代译码, 计算得到的是全信息 $Lc(u_k = u(i) | \bar{Y})$, 迭代时需要利用边信息 $Le(y_k | u(i))$, 可设先验信息为 $Lo(u_k = u(i))$, 则

$$Le(y_k | u(i)) = Lc(u_k = u(i) | \bar{Y}) - Lo(u_k = u(i))$$

判决时, 采用符号级的最大似然判决准则, 即取后验概率 $p(u_k = u(i) | \bar{Y})$

最大的 $u(i)$ 作为 k 时刻的判决符号输出;

对于 $\alpha_k, \beta_k, \gamma_k$ 初始的状态, 采用对每个 RSC 编码器分别加尾比特强迫归零的方案, 此时:

$$\alpha_0(\sigma_k) = \begin{cases} 1, & \sigma_k = 0 \\ 0, & \sigma_k \text{ 为其他值} \end{cases}$$

$$\beta_N(\sigma_k) = \begin{cases} 1, & \sigma_k = 0 \\ 0, & \sigma_k \text{ 为其他值} \end{cases}$$

在译码中如有并行路径的情况, 只要把并行路径当作普通的分支即可, 但需在相关的所有对状态求和的公式中, 还应该加一项对并行分支求和。

对于串行时空频 TURBO 编码, 所述的接收端对接收的信号进行译码是指: 接收端对接收的信号可进行比特级 LOG-MAP 译码;

所述的译码可为迭代译码, 所述迭代译码的步骤为:

(一) 载波 1 和载波 2 接收的信号分别经过接收匹配滤波器的滤波, 并分别进行 APP 计算, 利用式:

$$p_k^A(u_k; O) = p_k^A(u = u_k | \bar{Y}_1^N) = h \sum_{\sigma_k} \sum_{\sigma_{k+1}} \alpha_k(\sigma_k) \beta_{k+1}(\sigma_{k+1}) \gamma_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k), \text{ 计算得到内码}$$

WO 03/088503

时空编码的码字 $c_k^{(1)l}, c_k^{(2)l}$ 符号级的后验概率, 然后利用公式

$p(s_i | Y) = \prod_{l=1}^{k_0} p(b_l | Y)$, 将其转换为比特级的似然比, 分别得到全后验概率的似然比 $\lambda_k^{(1)A}(u_k(j); O)$, $\lambda_k^{(1)A}(u_k(j); O)$, $j=1, \dots, k_0$, 初始迭代时, 令 $p_k^{(1)}(u_k; I) = 0$, $p_k^{(2)}(u_k; I) = 0$;

5 (二) 然后利用式:

$$\lambda_k^e(u_k(j); O) = \ln \frac{p_k^e(u_k(j) = 1; O)}{p_k^e(u_k(j) = 0; O)} \quad j = 1, \dots, k_0$$

$$\lambda_k^e(c_k(j); O) = \ln \frac{p_k^e(c_k(j) = 1; O)}{p_k^e(c_k(j) = 0; O)} \quad j = 1, \dots, n_0$$

计算边信息 $\lambda_k^{(1)e}(u_k(j); O)$, $\lambda_k^{(2)e}(u_k(j); O)$;

10 (三) 将计算得到的内码的 2 个边信息 $\lambda_k^{(1)e}(u_k(j); O)$, $\lambda_k^{(2)e}(u_k(j); O)$ 反交织作为外码 $c_k^{(1)O}, c_k^{(2)O}$ 的先验信息 $\lambda_k(c_k^{(1)O}(j); I)$, $\lambda_k(c_k^{(2)O}(j); I)$, 其中上标“O”表示外码;

(四) 利用式: $\lambda_k(c_k; I) = \sum_{j=1}^{n_0} c_k(j) \lambda_k(c_k(j); I)$ 计算 $\lambda_k(c_k; I)$, 在外码的后验似然信息计算时, $\lambda_k(u_k; I)$ 始终为零; 将得到的 $\lambda_k(c_k; I)$, $\lambda_k(u_k; I)$, 带入到式

$$\lambda_k^A(c(j); O) = \max_{\sigma_k: c_k(j)(\sigma_k)=1} [\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + \lambda_k(u_k; I) + \lambda_k(c_k(\sigma_k); I)]$$

$$- \max_{\sigma_k: c_k(j)(\sigma_k)=0} [\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + \lambda_k(u_k; I) + \lambda_k(c_k(\sigma_k); I)]$$

15 中, 得到 $\lambda_k^A(c(j); O)$, $j=1, \dots, n_0$; 然后带入到式:

$\lambda_k^e(c(j); O) = \lambda_k^A(c(j); O) - \lambda_k(c_k(j); I)$ 中, 计算得到 $\lambda_k^e(c(j); O)$, $j=1, \dots, n_0$; 利用

式: $p(s_i | Y) = \prod_{l=1}^{k_0} p(b_l | Y)$, 将边信息的似然比转换为符号的后验概率

$p_k^e(c_k; O)$;

20 (五) 将 $p_k^e(c_k; O)$ 首先进行串并转换, 得到 $p_k^{(1)e}(c_k; O), p_k^{(2)e}(c_k; O)$, 分别经过交织得到 $p_{\text{ext}}^{(1)e}(u_k; O), p_{\text{ext}}^{(2)e}(u_k; O)$, 将此交织后的信息分别作为内码时空频编码的先验信息 $p_k^{(1)}(u_k; I)$, $p_k^{(2)}(u_k; I)$;

(六) 在后续的迭代中, 重复以上所述的 5 个步骤;

(七) 在最后一次迭代时, 输出外码的 $\lambda_k^A(u(j); O)$, $j=1, \dots, k_0$, 采用下面

25 的方式进行判决:

$$u_k(j) = \begin{cases} 1, & \text{当 } \lambda_k^A(u(j); O) > 0 \\ 0, & \text{当 } \lambda_k^A(u(j); O) \leq 0 \end{cases}$$

然后回到 1, 进行下一帧的译码。

对于串行时空频 TURBO 编码, 所述的接收端对接收的信号进行译码是指: 接收端对接收的信号可进行符号级的 LOG-MAP 译码;

5 所述的译码可为迭代译码, 所述迭代译码的步骤为:

此时所有的概率信息都是用符号级的后验概率表示的, 而没有用到比特级的似然比, 利用式: $p_k^e(u_k; O) = p_k^A(u_k; O) - p_k(u_k; I)$, 计算得到内码时空编码的码字 $c_k^{(1)I}, c_k^{(2)I}$ 符号级的后验概率的边信息 $p_k^{(1)e}(u_k; O)$, $p_k^{(2)e}(u_k; O)$, 此时不需再计算似然信息, 而是将其反交织作为外码译码器的先验信息

$$10 \quad p_k(c_k^{(1)O}; I), \quad p_k(c_k^{(2)O}; I);$$

在外码译码时:

$$\bar{\alpha}_{k+1}(\sigma_{k+1}) = \max_{\sigma_k} [\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + p_k(u_k; I) + p_k(c_k(\sigma_k); I)]$$

$$\bar{\beta}_k(\sigma_k) = \max_{\sigma_{k+1}} [\bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + p_k(u_k; I) + p_k(c_k(\sigma_k); I)]$$

$$\gamma_k^I(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k) = h p_k(c; I) p_k(u; I)$$

15 计算得到的全信息的后验概率为:

$$p_k^A(c; O) = \max_{\sigma_k: c_k(J)(\sigma_k)=1} [\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + p_k(u_k; I) + p_k(c_k(\sigma_k); I)]$$

$$- \max_{\sigma_k: c_k(J)(\sigma_k)=0} [\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + p_k(u_k; I) + p_k(c_k(\sigma_k); I)]$$

$$p_k^e(c; O) = p_k^A(c; O) - p_k(c; I), \text{ 其中在外码的迭代中 } p_k(u_k; I) \text{ 始终为零;}$$

将 $p_k^e(c_k; O)$ 串并转换并交织分别作为内码时空频编码的先验信息

$$20 \quad p_k^{(1)}(u_k; I), \quad p_k^{(2)}(u_k; I), \text{ 以后为迭代过程。}$$

一种时空频 TURBO 编码装置, 其中: 发射端至少包括时空 TRELLIS 编码器和交织器, 所述的时空 TRELLIS 编码器和交织器构成级连的时空 TRELLIS 编码装置; 编码时: 输入比特分别输入时空 TRELLIS 编码器和交织器, 并经编码后输出; 接收端至少包括基于 LOG-MAP 译码的时空频译码装置。

25 所述的级连的时空 TRELLIS 编码装置是指: 并行级连的时空 TRELLIS 编码装置, 其由时空 TRELLIS 编码器、交织器、调制器、天线构成; 编码时: 输入比特分别输入时空 TRELLIS 编码器和交织器, 输入时空 TRELLIS 编码器的比特经编码后输出给调制器, 调制器输出的信号经天线发出; 输

入交织器的比特交织后需输入另外的时空 TRELLIS 编码器，并经编码后输出给另外的调制器，该调制器输出的信号经另外的天线发出。

所述的级连的时空 TRELLIS 编码装置是指：串行级连的时空 TRELLIS 编码装置，其由时空 TRELLIS 编码器、交织器、调制器、天线构成；编码时：输入比特先输入时空 TRELLIS 编码器，该时空 TRELLIS 编码器的输出分别为至少两个交织器的输入，交织器的输出分别为另外的至少两个时空 TRELLIS 编码器的输入，该至少两个时空 TRELLIS 编码器的输出分别为至少两个调制器的输入，该至少两个调制器输出的信号分别经至少两个天线发出。

所述的级连的时空 TRELLIS 编码装置是指：可传出一个信息符号和三个校验符号的并行级连的时空 TRELLIS 编码装置，其由时空 TRELLIS 编码器、交织器、调制器、天线构成；编码时：输入比特分别输入一时空 TRELLIS 编码器和一交织器，输入时空 TRELLIS 编码器的比特经编码后输出给一调制器，调制器输出的信号经一天线发出；

输入交织器的比特交织后需分别输入第二个时空 TRELLIS 编码器和第二个交织器，第二个交织器的输出为第三个时空 TRELLIS 编码器的输入，第二个时空 TRELLIS 编码器的输出和第三个时空 TRELLIS 编码器的输出共同为第二个调制器的输入，第二个调制器输出的信号经第二个天线发出。

所述的译码装置可为单速率并行时空频 TURBO 译码器；其由匹配滤波器、APP 计算器、交织器、反交织器、判别装置构成；在译码时：载波 1 和载波 2 接收的信号分别经过接收匹配滤波器 1、2 进入两个 APP 计算器，经基于 LOG-MAP 译码算法的迭代译码完成译码。

所述的译码装置可为串行时空频 TURBO 译码器；其由匹配滤波器、APP 计算器、交织器、反交织器、判别装置构成；在译码时：载波 1 和载波 2 接收的信号分别经过接收匹配滤波器 1、2 进入两个 APP 计算器，所述的两个 APP 计算器的输出分别为反交织器 1、2 的输入，所述的反交织器 1、2 的输出共同成为第三个 APP 计算器的输入，经基于 LOG-MAP 译码算法的迭代译码完成译码。

本发明的有益效果为：本发明将时空编码扩展到频域，可以为时空编码提供更灵活的设计空间，更大的提高系统的频谱效率和获得更大的分集增益和编码增益。

附图说明

图 1 为并行时空频编码结构框图;

图 2 为串行时空频编码结构框图;

图 3 为处理一个信息符号和三个校验符号的并行时空频编码结构框图;

5 图 4 为单速率并行时空频 TURBO 译码器结构框图;

图 5 为串行时空频译码器结构框图;

图 6 为移动速度为 5km/h 时串并行时空频编码的 FER 性能曲线;

图 7 为移动速度为 60km/h 时串并行时空频编码的 FER 性能曲线。

具体实施方式

10 I. 串并行时空频编码结构:

在串并行时空频编码中, 级连的内外码都是时空 TRELLIS 编码。只是此时将频率域也作为一个编码的维数考虑进去来联合编码。

并行时空频编码的结构如图 1 所示, 在图中我们可以看出, 采用对两个载波的调制, 我们可以单独的恢复出两个交织前后的时空编码信号, 因而, 实际上这就构成了时空频 TURBO 编码。在后面的译码算法中, 我们可
15 以看出, 采用上面单速率的编码方案, 可以大大的简化译码算法。上面这种方案, 在单径信道下, 在两个接收天线时, 可以达到 1/2 的编码增益和 8 重分集增益。

图 2 给出了串行时空频的编码结构, 在串行时空频编码器中, 外码时空编码后形成的信息和校验符号, 分别交织后再各自经过两个时空编码器,
20 然后在两个载波上调制发射出去。图中所示的两个交织应该相同, 或者可以先将外码的信息和校验和起来, 交织, 然后再分开。

并行的时空频编码可以有另外一种编码方案, 如图 3 所示, 此时, 类似于 1/4 的 TURBO 编码器, 与前面的结构不同, 此时传一个信息符号, 和
25 3 个校验符号, 降低了编码速率, 但是却增加了译码的复杂度。

II. 符号级并行时空频 TURBO 编码的 LOG-MAP 译码:

以上我们给出了串行和并行的时空频编码器, 在这里我们给出针对以上并行时空频编码器的符号级 LOG-MAP 译码算法:

在 [8] [9] [10] 中给出了, 针对级连码的基于 SISO 模型的通用 MAP 译
30 码算法, 本发明将借鉴其中的 SISO 模型和 MAP 译码算法, 并将其应用于时空频的 LOG-MAP 译码算法中。

在下面的推导中, 我们对 TURBO 码通用的 LOG-MAP 译码算法 ([15]) 不进行详细的推导, 而将主要的篇幅放在符号级的 LOG-MAP 译码算法上。

在时刻 k , 信息符号的后验概率为:

$$p(u_k = u(i) | \bar{Y}) = \sum_{\sigma_k} \sum_{\sigma_{k+1}} p(u_k = u(i), \sigma_k, \sigma_{k+1} | \bar{Y}) \quad (1)$$

5 式中, $p(u_k = u(i), \sigma_k, \sigma_{k+1} | \bar{Y})$ 表示已知接收信号 Y_k^* 时, $u_k, \sigma_k, \sigma_{k+1}$ 的联合概率分布, 下面的推导与通常的 TURBO 码的 LOG-MAP 的译码算法相同, 我们只给出结果, 详细的内容可以参考 BCJR 的译码算法 [1] [2]。

在 (1) 式中, 应用贝叶斯准则, 可以得到:

$$p(u_k = u(i), \sigma_k, \sigma_{k+1} | \bar{Y}) = h p(u_k = u(i), \sigma_k, \sigma_{k+1}, \bar{Y}) \quad (2)$$

10 式中的 h 满足

$$h \sum_i \sum_{\sigma_k} \sum_{\sigma_{k+1}} p(u_k = u(i), \sigma_k, \sigma_{k+1}, \bar{Y}) = 1 \quad (3)$$

我们将 \bar{Y} 分为 $\bar{Y} = (\bar{Y}_k^-, y_k, \bar{Y}_k^+)$, 则有

$$\begin{aligned} p(u_k = u(i), \sigma_k, \sigma_{k+1}, \bar{Y}) &= p(u_k = u(i), \sigma_k, \sigma_{k+1}, \bar{Y}_k^-, y_k, \bar{Y}_k^+) \\ &= p(\bar{Y}_k^+ | u_k = u(i), \sigma_k, \sigma_{k+1}, \bar{Y}_k^-, y_k) p(u_k = u(i), \sigma_{k+1}, y_k | \sigma_k, \bar{Y}_k^-) p(\sigma_k, \bar{Y}_k^-) \end{aligned} \quad (4)$$

根据 Markov 链的性质, 如果已知 σ_{k+1} , 那么 Y_k^+ 将不取决于其他参数,

15 此时有

$$p(\bar{Y}_k^+ | u_k = u(i), \sigma_k, \sigma_{k+1}, \bar{Y}_k^-, y_k) = p(\bar{Y}_k^+ | \sigma_{k+1})$$

$$\text{同理 } p(u_k = u(i), \sigma_{k+1}, y_k | \sigma_k, \bar{Y}_k^-) = p(u_k = u(i), \sigma_{k+1}, y_k | \sigma_k),$$

如果我们定义

$$\gamma_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k) = p(u_k = u(i), \sigma_{k+1}, y_k | \sigma_k)$$

$$20 \quad \alpha_k(\sigma_k) = p(\sigma_k, Y_k^-)$$

$$\beta_{k+1}(\sigma_{k+1}) = p(Y_{k+1}^+ | \sigma_{k+1})$$

那么, (2) 式我们可以写成如下的形式:

$$p(u_k = u(i), \sigma_k, \sigma_{k+1} | \bar{Y}) = h \alpha_k(\sigma_k) \beta_{k+1}(\sigma_{k+1}) \gamma_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k)$$

$\gamma_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k)$ 是在时刻 k , 当输入为 $u(i)$ 时, 从状态 σ_k 转移到 σ_{k+1} 的联

25 合概率分布, 可以表示为:

$$\gamma_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k) = p(y_k | u_k = u(i), \sigma_k, \sigma_{k+1}) p(u_k = u(i) | \sigma_k, \sigma_{k+1}) p(\sigma_{k+1} | \sigma_k) \quad (5)$$

如果我们假设当输入为 $u(i)$ 时, 在 TRELLIS 格图上, 从状态 σ_k 转移到 σ_{k+1} , 这样, (5) 式可以表示为

$$\gamma'_k(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k) = p(y_k | u(i), \sigma_k) p(u_k = u(i)) \quad (6)$$

上式中的 $p(y_k | u(i), \sigma_k)$ 表示条件概率，表示在时刻 k ，在状态 σ_k ，当输入为 $u(i)$ 时，接收信号为 y_k 的概率

$$\text{因为 } y_k = \bar{H}\bar{S}_k + n_k$$

$$5 \quad \text{所以 } p(y_k | u(i), \sigma_k) = (\pi N_0)^{-M} \exp\left(-\frac{1}{N_0} \|\bar{y}_k - \bar{H}_k \bar{S}_k\|^2\right)$$

上式中的 M 为接收天线的个数。

如果对于每个衰落信道，有 L 个可分离的多径，则上式将变为：

$$p(y_k | u(i), \sigma_k) = (\pi N_0)^{-M} \exp\left(-\frac{1}{N_0} \sum_{l=1}^L \|\bar{y}_k - \bar{H}_k \bar{S}_k\|^2\right)$$

上式中，带有 l 的各个变量表示相应的第 l 径信号，因而只是在计算度量的时候，将 L 个可分离的多径的度量加起来即可。

采用 LOG-MAP 译码算法，我们定义：

$$\bar{\alpha}_k(\sigma_k) = \log(\alpha_k(\sigma_k))$$

$$\bar{\gamma}_k(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k) = \log(\gamma_k(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k))$$

$$\bar{\beta}_k(\sigma_k) = \log(\beta_k(\sigma_k))$$

可以得到

$$\begin{aligned} \bar{\alpha}_{k+1}(\sigma_{k+1}) &= \log\left(\sum_{\sigma_k} \exp(\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\gamma}_k(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k))\right) \\ &\approx \max_{\sigma_k} (\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\gamma}_k(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k)) \end{aligned}$$

同理，

$$\begin{aligned} \bar{\beta}_k(\sigma_k) &= \log\left(\sum_{\sigma_k} \exp(\bar{\beta}_{k+1}(\sigma_k) + \bar{\gamma}_k(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k))\right) \\ &\approx \max_{\sigma_k} (\bar{\beta}_{k+1}(\sigma_k) + \bar{\gamma}_k(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k)) \end{aligned}$$

因为 $\bar{\alpha}_{k+1}(\sigma_{k+1})$ ， $\bar{\beta}_k(\sigma_k)$ 在迭代过程中是逐渐增大的，所以为防止 $\bar{\alpha}_{k+1}(\sigma_{k+1})$ ， $\bar{\beta}_k(\sigma_k)$ 的溢出，必须对他们进行归一化，所谓的归一化只是减去最大值的过程：

$$20 \quad \bar{\alpha}'_k(\sigma_k) = \bar{\alpha}_k(\sigma_k) - \max_{\sigma_k} \bar{\alpha}_k(\sigma_k)$$

$$\bar{\beta}'_k(\sigma_k) = \bar{\beta}_k(\sigma_k) - \max_{\sigma_k} \bar{\beta}_k(\sigma_k)$$

并且 $\bar{\alpha}'_k(\sigma_k)$ 和 $\bar{\beta}'_k(\sigma_k)$ 用于后序的迭代和计算中，已经证明 $\bar{\alpha}_k(\sigma_k)$ 和 $\bar{\beta}_k(\sigma_k)$ 加减一个因子，不会对后面的后验概率的计算产生任何的影响，这个因子最终会被消掉。

因为在 $k+1$ 时刻的状态 σ_{k+1} ，是在状态 σ_k ，当输入为 $u(i)$ 时的转移状态，所以在 (1) 式的求和中，我们只需对状态 σ_k 求和，此时 (1) 式的表示式变为对数运算之后为：

$$\begin{aligned} Lc(u_k = u(i) | \bar{Y}) &= \log(p(u_k = u(i) | \bar{Y})) = \log\left(\sum_{\sigma_k} p(u_k = u(i), \sigma_k, \sigma_{k+1} | \bar{Y})\right) \\ &= \log\left(h \sum_{\sigma_k} \exp(\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + \bar{\gamma}_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k))\right) \quad (7) \\ &= \bar{h} + \max_{\sigma_k} (\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + \bar{\gamma}_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k)) \end{aligned}$$

5 在上式中，我们对 $u(i)$ 求和，可以求出

$$\bar{h} = \log(h) = - \sum_i \max_{\sigma_k} (\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + \bar{\gamma}_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k))$$

此时，我们可以进行迭代译码，在 (7) 式中，计算得到的是全信息 $Lc(u_k = u(i) | \bar{Y})$ ，迭代时需要利用边信息 $Le(y_k | u(i))$ ，我们假设先验信息为 $Lo(u_k = u(i))$

$$10 \quad Le(y_k | u(i)) = Lc(u_k = u(i) | \bar{Y}) - Lo(u_k = u(i))$$

判决时，我们采用符号级的最大似然判决准则，即取后验概率 $p(u_k = u(i) | \bar{Y})$ 最大的 $u(i)$ 作为 k 时刻的判决符号输出。

对于 $\alpha_k, \beta_k, \gamma_k$ 初始的状态，与传统的 TURBO 码类似，由于我们采用的是递归卷积码，所以采用传统的加零尾比特的方法，不能保证系统的状态归零。在 TURBO 码中，如果没有 TRELLIS 的状态终止，系统的性能会大大的恶化 [3], [4], [5]。为简化系统的设计，我们在交织时，只是对信息比特进行交织，每个 RSC 编码器具有自己的尾比特，虽然这会带来性能的损失 [6] [7]，但是会简化系统的设计。在我们的方案中，每个 RSC 的状态终止，采用强迫的状态归零法，因为我们知道每个 RSC 编码器结束时的状态，所以我们可以通过增加尾比特，强迫状态归零。本发明采用的这种算法并非最优，最优的 TURBO 码的状态终止，需要在交织前加尾比特 [1] [3]，这样可以保证 TURBO 具有最大的自由距离，因为这时，等效于，我们知道了整个 TURBO 码的 TRELLIS 格图，是对 TURBO 码整个格图的状态终止。这种稍复杂的 TURBO 码的状态归零算法，需要和交织器结合起来一起设计，可以保证达到最优的性能，具体的算法可以参考以上的参考文献。

25 在本发明中，我们采用对每个 RSC 编码器分别加尾比特强迫归零的方

案, 此时

$$\alpha_0(\sigma_k) = \begin{cases} 1, & \sigma_k = 0 \\ 0, & \sigma_k \text{ 为其他值} \end{cases}$$

$$\beta_N(\sigma_k) = \begin{cases} 1, & \sigma_k = 0 \\ 0, & \sigma_k \text{ 为其他值} \end{cases}$$

图 4 给出了单速率并行时空频的译码结构, 在译码器中有并行路径的情况, 我们只要把并行路径当作普通的分支即可, 此时上面所有对状态求和的公式中, 还应该加一项对并行分支求和即可。此时, 其他所有的公式都不需要做任何改动, 即可应用到具有并行路径的情况。

III. 符号级串行时空频 TURBO 编码的 LOG-MAP 译码:

以上我们介绍了并行的时空频的 LOG-MAP 译码算法, 在这理我们介绍串行的时空频 TURBO 编码的 LOG-MAP 译码算法。串行的时空频 TURBO 编码的译码过程相对于并行的时空 TURBO 编码的译码而言, 要略微复杂, 因为在译码过程中, 需要反复的在比特的似然比和符号的后验概率的计算之间互相转换。但是串行的时空频编码的性能要优于并行的时空频编码, 从后面给出的仿真, 可以看出这一点。

符号级的串行级连 TURBO 码的译码算法已经在 [11] [12] [13] 被介绍。由于时空 TURBO 编码是基于符号的编码, 所以传统的观念认为其译码只能采用基于符号级的 LOG-MAP 译码算法。

在这里, 破除了传统观念的框架, 首先给出一种比特级的串行级连时空频 TURBO 码的译码算法, 这种译码算法比符号级译码算法要复杂, 引入这个算法的意图在于, 说明时空频编码既可以采用符号级的 LOG-MAP 译码算法, 也可以采用比特级的 LOG-MAP 译码算法。而且根据这种译码算法, 可以很容易的推导出符号级的译码算法。下面将根据这个算法给出符号级的 LOG-MAP 译码算法。

在这种译码算法中, 我们会用到比特级的似然比的计算, 而且还会计算符号级的后验概率, 所以下面先给出已知符号的后验概率, 求比特级的似然比的过程, 以及已知比特级的似然比, 计算符号的后验概率的过程。

已知符号的后验概率, 求比特级的似然比:

假设, 符号集为 $S = \{s_1, s_2, \dots, s_N\}$, 而且每个符号 s_i 都是由 k_0 个比特组成, 记为 $\{b_1^i, b_2^i, \dots, b_{k_0}^i\}$ 。同时设符号级 S 中的 N 个符号的后验概率记为 $P = (p_1, p_2, \dots, p_N) = \{p(s_1 | Y), p(s_2 | Y), \dots, p(s_N | Y)\}$, 下面给出符号中第 l 个比特

的似然比 λ_l ,

$$\lambda_l = \frac{p(b_l = 1 | Y)}{p(b_l = 0 | Y)} = \frac{\sum_{s_l \in \{b_l^i = 1\}} p(s_l | Y)}{\sum_{s_l \in \{b_l^i = 0\}} p(s_l | Y)} \quad (9)$$

上式中, $s_l \in \{b_l^i = 1\}$ 表示符号中第 l 个比特为 1 的所有符号的集合。

已知符号的后验概率, 求比特级的似然比:

5 符号集合及其元素的定义与相面的相同, 假设我们知道第 l 个比特的

后验概率的似然比为 $\lambda_l = \frac{p(b_l = 1 | Y)}{p(b_l = 0 | Y)}$ 。首先求出:

$$p(b_l = 1 | Y) = \frac{e^{\lambda_l}}{1 + e^{\lambda_l}}$$

$$p(b_l = 0 | Y) = \frac{1}{1 + e^{\lambda_l}}$$

我们可以将上两式写成一个通用的用 b_l 表示的式子,

$$10 \quad p(b_l | Y) = \frac{e^{b_l \lambda_l}}{1 + e^{\lambda_l}}$$

若符号 s_l 由 k_0 个比特组成, 记为 $\{b_1^l, b_2^l, \dots, b_{k_0}^l\}$

$$\text{则: } p(s_l | Y) = \prod_{l=1}^{k_0} p(b_l | Y) \quad (10)$$

(9), (10) 两式给出了有符号的后验概率计算比特级的似然比和由比特的似然比计算符号的后验概率的算法, 这在后面的计算中都将用到。

15 时空频 TURBO 编码的比特级的 LOG-MAP 译码算法:

在这种译码算法中, 我们在接收端知道的是符号级的后验概率, 而在外码的计算和迭代中, 用到的都是比特级的似然比。

首先, 为下面推导的方便, 我们先定义一些符号表示, 如果没有特殊的说明, 这些符号的意义就是下面介绍的含义:

20 u : 表示输入的信息比特 ($u(1), u(2), \dots, u(k_0)$)

c : 表示信息编码后的码字 ($c(1), c(2), \dots, c(n_0)$)

I : 表示译码器的输入信息

O : 表示译码器的输出信息 (包括全信息和边信息)

$u(j)$: 表示输入信息比特 u 的第 j 个比特

25 $c(j)$: 表示编码后码字 c 的第 j 个比特

$\lambda_k = \ln \frac{P(u_k=1|Y_1^N)}{P(u_k=0|Y_1^N)}$: 表示后验概率的似然比

$P_k^A 0$: 表示全后验概率

$\lambda_k^A 0$: 表示全似然比信息

与上面的推导类似, 在时刻 k , 信息符号的后验概率为:

$$5 \quad P_k^A(u_k; 0) = P_k^A(u = u_k | \bar{Y}_1^N) = \sum_{\sigma_k} \sum_{\sigma_{k+1}} p(u_k = u(i), \sigma_k, \sigma_{k+1} | \bar{Y}_1^N) \quad (11)$$

上式中的 u_k 属于符号集 $S = \{s_1, s_2, \dots, s_N\}$

我们可以将等式右面求和符号的式子展开写成 $\alpha_k, \beta_{k+1}, \gamma_k^i$ 的表达式,

即: $P_k^A(u = u_k, \sigma_k, \sigma_{k+1} | \bar{Y}_1^N) = h \alpha_k(\sigma_k) \beta_{k+1}(\sigma_{k+1}) \gamma_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k)$ 所以:

$$P_k^A(u_k; 0) = P_k^A(u = u_k | \bar{Y}_1^N) = h \sum_{\sigma_k} \sum_{\sigma_{k+1}} \alpha_k(\sigma_k) \beta_{k+1}(\sigma_{k+1}) \gamma_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k) \quad (12)$$

10 上面式中的 $\alpha_k, \beta_{k+1}, \gamma_k^i$ 的含义与表达式与上面的相同。关键在于 γ_k^i 的计算。

在比特级的 LOG-MAP 译码算法中, 迭代中既用到比特级的似然比, 还要用到上面的公式计算的符号级的后验概率, 然后利用前面给出的符号级的后验概率到比特级的似然比的转换公式 (9) 进行转换。

15 在上面, 我们得到

$$\gamma_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k) = p_k(y_k | u = u_k, \sigma_k, \sigma_{k+1}) p_k(u = u_k | \sigma_k, \sigma_{k+1}) p_k(\sigma_{k+1} | \sigma_k) \quad (13)$$

如果我们假设当输入符号为 u_k 时, 在 TRELLIS 格图上, 从状态 σ_k 转移到 σ_{k+1} , 这样, 上式可以表示为

$$\gamma_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k) = p_k(y_k | u_k, \sigma_k) p_k(u = u_k) \quad (14)$$

20 上式中的 $p(y_k | u_k, \sigma_k)$ 表示条件概率, 表示在时刻 k , 在状态 σ_k , 当输入为 u_k 时, 接收信号为 y_k 的概率

因为 $y_k = \bar{H} \bar{S}_k + n_k$

$$\text{所以 } p(y_k | u_k, \sigma_k) = (\pi N_0)^{-M} \exp\left(-\frac{1}{N_0} \|\bar{y}_k - \bar{H}_k \bar{S}_k\|^2\right) \quad (15)$$

上式中的 M 为接收天线的个数。

25 同时, α_k 和 β_k 的迭代表达式如下

$$\bar{\alpha}_{k+1}(\sigma_{k+1}) \approx \max_{\sigma_k} (\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\gamma}_k(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k)) \quad (16)$$

$$\bar{\beta}_k(\sigma_k) \approx \max_{\sigma_k} (\bar{\beta}_{k+1}(\sigma_k) + \bar{\gamma}_k(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k)) \quad (17)$$

利用 (12) 式, 我们可以求出符号的全后验概率 $p_k^A(u_k; O)$, 则边信息可以求得为:

$$p_k^e(u_k; O) = p_k^A(u_k; O) - p_k(u_k; I) \quad (17-2)$$

5 然后利用 [9] 式, 我们可以求出边信息的似然比

$$\lambda_k^e(u_k(j); O) = \ln \frac{p_k^e(u_k(j)=1; O)}{p_k^e(u_k(j)=0; O)} \quad j=1, \dots, k_0 \quad (18)$$

$$\lambda_k^e(c_k(j); O) = \ln \frac{p_k^e(c_k(j)=1; O)}{p_k^e(c_k(j)=0; O)} \quad j=1, \dots, n_0 \quad (19)$$

对每一个载波, 我们都可以计算 $\lambda_k^e(u_k(j); O)$, 如果设两个载波计算得到的边信息的似然比分别为:

$$10 \quad \lambda_k^{(1)e}(u_k(j); O) \text{ 和 } \lambda_k^{(2)e}(u_k(j); O)$$

如果记外码输出给内码时空编码器 1, 和内码时空编码器 2 的码字分别记为 $c_k^{(1)O}, c_k^{(2)O}$, 则实际上 ($\lambda_k^{(1)e}(u_k(j); O)$, $\lambda_k^{(2)e}(u_k(j); O)$) 分别为内码译码器 1, 2 计算得到的 $c_k^{(1)O}, c_k^{(2)O}$ 的概率信息。

15 在外码的整个译码过程, 都是利用似然比进行运算, 所以, 下面给出, 利用似然比推导出的后验概率似然比的表达式。

此时, 除 $\gamma_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k)$ 的计算需要从符号级的条件概率表示转换为比特级的似然比的表示外, 其他的计算与前面的基本相同。

在前面, 已经给出

$$\gamma_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k) = p_k(y_k | u_k, \sigma_k) p(u_k = u) = p_k(y_k | c_k) p_k(u; I)$$

20 上式中的 $c(i)$ 表示, 状态为 σ_k , 当输入为 u_k 时的输出。

$$p_k(y_k | c_k) = \frac{p(c_k | y_k) p(y_k)}{p(c_k)} = hp(c_k | y_k)$$

$$\text{上式中 } h = \frac{p(y_k)}{p(c_k)}$$

$$\text{所以 } \gamma_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k) = hp_k(c; I) p_k(u; I) \quad (20)$$

25 利用符号的后验概率与似然比的转换关系式 (9), 将用似然比表示的后验概率带入到 (20) 式中, 我们可以得到

$$\begin{aligned} \lambda_k^A(u(j); O) = & \max_{\sigma_k: u(j)(\sigma_k)=1} [\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + \bar{\gamma}_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k)] \\ & - \max_{\sigma_k: u(j)(\sigma_k)=0} [\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + \bar{\gamma}_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \max_{\sigma_k: u_k(j)(\sigma_k)=1} [\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + \lambda_k(u_k; I) + \lambda_k(c_k(\sigma_k); I)] \\
&\quad - \max_{\sigma_k: u_k(j)(\sigma_k)=0} [\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + \lambda_k(u_k; I) + \lambda_k(c_k(\sigma_k); I)] \\
&\quad j=1, \dots, k_0
\end{aligned} \tag{21}$$

上式中,

$$5 \quad \lambda_k(u_k; I) = \sum_{j=1}^{k_0} u_k(j) \lambda_k(u_k(j); I), \tag{22}$$

$$\lambda_k(c_k; I) = \sum_{j=1}^{n_0} c_k(j) \lambda_k(c_k(j); I) \tag{23}$$

同理, 我们得到

$$\begin{aligned}
\lambda_k^A(c(j); O) &= \max_{\sigma_k: c_k(j)(\sigma_k)=1} [\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + \lambda_k(u_k; I) + \lambda_k(c_k(\sigma_k); I)] \\
&\quad - \max_{\sigma_k: c_k(j)(\sigma_k)=0} [\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + \lambda_k(u_k; I) + \lambda_k(c_k(\sigma_k); I)] \\
&\quad j=1, \dots, n_0
\end{aligned} \tag{24}$$

式中 α_k, β_k 的迭代表达式变为:

$$\bar{\alpha}_{k+1}(\sigma_{k+1}) = \max_{\sigma_k} (\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \lambda_k(u_k; I) + \lambda_k(c_k(\sigma_k); I))$$

$$\bar{\beta}_k(\sigma_k) = \max_{\sigma_{k+1}} (\bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + \lambda_k(u_k; I) + \lambda_k(c_k(\sigma_k); I))$$

同时, 迭代过程中的边信息计算过程如下:

$$15 \quad \lambda_k^e(u(j); O) = \lambda_k^A(u(j); O) - \lambda_k(u_k(j); I) \quad j=1, \dots, k_0 \tag{25}$$

$$\lambda_k^e(c(j); O) = \lambda_k^A(c(j); O) - \lambda_k(c_k(j); I) \quad j=1, \dots, n_0 \tag{26}$$

下面我们对照图 5, 来讲解串行时空频译码的过程。串行时空频 TURBO 编码的 LOG-MAP 译码过程为:

(一) 载波 1 和载波 2 接收的信号分别经过接收匹配滤波器 1, 2 进入两个 APP 计算模块, 利用 (12) 式, 计算得到内码时空编码器 1 和 2 的码字 $c_k^{(1)i}, c_k^{(2)i}$ 符号级的后验概率, 然后利用 (10) 式, 将其转换为比特级的似然比, 分别得到全后验概率的似然比 $\lambda_k^{(1)A}(u_k(j); O)$, $\lambda_k^{(2)A}(u_k(j); O)$, $j=1, \dots, k_0$, 初始迭代时, 令 $p_k^{(1)}(u_k; I) = 0$, $p_k^{(2)}(u_k; I) = 0$ 。

(二) 然后利用 (18), (19) 计算边信息 $\lambda_k^{(1)e}(u_k(j); O)$, $\lambda_k^{(2)e}(u_k(j); O)$ 。

25 (三) 将第 2 步中计算得到的内码的 2 个边信息 $\lambda_k^{(1)e}(u_k(j); O)$, $\lambda_k^{(2)e}(u_k(j); O)$

反交织作为外码 $c_k^{(1)O}, c_k^{(2)O}$ 的先验信息 $\lambda_k(c_k^{(1)O}(j); I)$, $\lambda_k(c_k^{(2)O}(j); I)$, 其中

上标“0”表示外码。

(四) 利用 (23) 式计算 $\lambda_k(c_k; I)$ ，在外码的后验似然信息计算时， $\lambda_k(u_k; I)$ 始终为零；将得到的 $\lambda_k(c_k; I)$ ， $\lambda_k(u_k; I)$ ，带入到 (24) 中，得到 $\lambda_k^A(c(j); O)$ ， $j=1, \dots, n_0$ ；然后带入到 (26) 中，计算得到 $\lambda_k^e(c(j); O)$ ，

5 $j=1, \dots, n_0$ ；利用 [10] 式，将边信息的似然比转换为符号的后验概率 $p_k^e(c_k; O)$

(五) 将 $p_k^e(c_k; O)$ 首先进行串并转换，得到 $p_k^{(1)e}(c_k; O), p_k^{(2)e}(c_k; O)$ ，分别经过交织器 1, 2，得到 $p_{ak}^{(1)e}(u_k; O), p_{ak}^{(2)e}(u_k; O)$ ，将此交织后的信息分别作为内码时空频编码器 1, 2 的先验信息 $p_k^{(1)}(u_k; I)$ ， $p_k^{(2)}(u_k; I)$

(六) 在后续的迭代中，重复 2-5 步。

10 (七) 在最后一次迭代时，输出外码的 $\lambda_k^A(u(j); O)$ ， $j=1, \dots, k_0$ ，采用下面的方式进行判决

$$u_k(j) = \begin{cases} 1, & \text{当 } \lambda_k^A(u(j); O) > 0 \\ 0, & \text{当 } \lambda_k^A(u(j); O) < 0 \end{cases}$$

然后回到 1，进行下一帧的译码。

由比特级的 LOG-MAP 译码算法推导符号级的 LOG-MAP 译码算法：

15 在上面给出了一种比特级和符号级混合的 LOG-MAP 译码算法，在这小节，根据这种算法推导基于符号级的 LOG-MAP 译码算法。此时所有的概率信息都是用符号级的后验概率表示的，而没有用到比特级的似然比。

利用 (17-2) 计算得到内码时空频编码器 1 和 2 的码字 $c_k^{(1)i}, c_k^{(2)i}$ 符号级的后验概率的边信息 $p_k^{(1)e}(u_k; O)$ ， $p_k^{(2)e}(u_k; O)$ ，此时不需再计算似然信息。而是将其反交织作为外码译码器的先验信息 $p_k(c_k^{(1)0}; I)$ ， $p_k(c_k^{(2)0}; I)$ 。

在外码译码器中，

$$\bar{\alpha}_{k+1}(\sigma_{k+1}) = \max_{\sigma_k} (\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + p_k(u_k; I) + p_k(c_k(\sigma_k); I))$$

$$\bar{\beta}_k(\sigma_k) = \max_{\sigma_k} (\bar{\beta}_{k+1}(\sigma_k) + p_k(u_k; I) + p_k(c_k(\sigma_k); I))$$

$$\gamma_k^i(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k) = h p_k(c; I) p_k(u; I)$$

25 计算得到的全信息的后验概率为 (在外码的迭代中 $p_k(u_k; I)$ 始终为零)

$$p_k^A(c; O) = \max_{\sigma_k: c_k(I)(\sigma_k)=1} [\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + p_k(u_k; I) + p_k(c_k(\sigma_k); I)] \\ - \max_{\sigma_k: c_k(I)(\sigma_k)=0} [\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + p_k(u_k; I) + p_k(c_k(\sigma_k); I)]$$

$$p_k^e(c;O) = p_k^A(c;O) - p_k(c;I)$$

将 $p_k^e(c_k;O)$ 串并转换并交织分别作为内码时空频编码器 1, 2 的先验信息 $p_k^{(1)}(u_k;I)$, $p_k^{(2)}(u_k;I)$, 以后的迭代过程与小节 3 中的相同。

IV. 仿真结果和结论分析:

- 5 下面给出采用上面所述的并行和串行时空频编译码算法时的仿真结果, 主要的仿真参数列在表 1 中, 在下面的仿真结果中, 已经考虑了时空频编码后的总功率与没有时空频编码的功率相同。

Parameter	Value
RF 载波频率	2GHz
扩频码速率	1.2800Mcps
调制方式	QPSK
信道环境	1 Tap Veh. environment
移动速度	5, 60kmph
信道估计	Continuous Pilot Est.
多径展宽	1ray
扩频因子	16
信道交织长度	9800 符号
编码	Turbo & Trellis
译码迭代次数	8

10

下面两图分别了并行时空频编码与串行时空频编码与传统的时空分组编码[13][14] (扩展到两个频率上进行编码) 的性能比较。

- 在图 6 中, 给出了移动速度为 5km/h 时串并行时空频编码的 FER 性能曲线。从图中, 可以看出, 在高信噪比时, 串行的时空频编码性能最优。
- 15 在 10^{-4} 的 FER 条件下, 串行的时空频编码比并行的要好大约 0.5dB, 比传统的时空分组编码的性能好大约 4dB, 而且随着信噪比的提高, 这种差距会越来越大。在 10^{-5} 的 FER 时, 串行的时空频编码比并行的要好大约 1.5dB。

在图 7 中, 给出了移动速度为 60km/h 时串并行时空频编码的 FER 性能

曲线。从图中可以看出，在高信噪比时，仍然是串行的时空频编码性能最优。在 $10E-4$ 的 FER 条件下，串行的时空频编码比并行的好大约 0.5dB，比传统的时空分组编码的性能好大约 1.5dB。在 $10E-5$ 的 FER 时，串行的时空频编码比并行的好大约 1dB，比比传统的时空分组编码好大约 2.5dB。

5 在前面的分析中，可以知道串行的时空频译码，相对于并行的译码而言，略微复杂，但是相对于传统的时空分组编码要复杂的多。仿真结果证明了，串行的时空频增益是最大的，因此性能的改善是以译码复杂度的增加为代价的。

10 本发明将时空编码扩展到频域，可以为时空编码提供更灵活的设计空间，更大的提高系统的频谱效率和获得更大的分集增益和编码增益。

以上具体实施方式仅用于说明本发明，而非用于限定本发明。

本发明涉及的参考文献如下：

- 15 [1].L.R.Bahl,J.Cocke,F.Jelinek, and J.Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate," IEEE Transactions on Information Theory, pp.284-287,Mar.1974.
- [2].P.Robertson and T.Worz, "Bandwidth-efficient turbo trellis-coded modulation using punctured component codes," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.16,pp.206-218,Feb.1998.
- 20 [3].Johan Hokfelt, Ove Edfors, and Torleiv Maseng, "On the Theory and Performance of Trellis Termination Methods for Turbo Codes", IEEE JSAC, vol.19, No.5, May 2001.
- [4].A.S.Barbulescu and S.S.Pietrobon, "Termination for turbo encoders," in 17th Biennial Symp. Communications, Kingston, ON, Canada, May 1994,PP.389-392.
- 25 [5].M.Hattori, J.Murayama, and R.J.McElice, "Pseudo-random and self-terminating and interleavers for turbo codes," in Information Theory Workshop, San Diego, CA, Feb.1998.pp.9-10.
- [6].Jung.P., and NABHAN.M, " Dependence of the error performance of turbo codes on the interleaver structure in short frame transmission systems," Electron. Lett., 1994,30,pp.287-288.
- 30 [7].Jung.p, and NABHAN.M, " Performance evaluation of turbo codes for short frame transmission systems," Electron.Lett., 1994,30,pp.111-113.
- [8]. J.Hagenauer, P.Robertson, and L.Papke, "Iterative(Turbo) decoding of systematic convolutional codes with the MAP and SOVA algorithms," in Proceedings of the ITG Conference,VDE_Verlag, Oct.1994.
- 35 [9]. S.Benedetto, G.Montorsi, D.Divsalar, and F.Pollara, " A soft-input soft-output maximum a posteriori (MAP) to decode parallel and serial concatenated codes," in The Telecommunications and Data Acquisition Progress Report 42-127, pp.1-20, Jet Propulsion Laboratory, Nov.1996.

[10]. S.Benedetto, G.Montorsi, D.Divsalar, and F.Pollara, "A soft-input soft -output APP module for iterative decoding of concatenated codes," IEEE Communications Letters, vol.1, pp.22-24, Jan.1997.

5 [11].S.Benedetto, D.Divsalar, G.Montorsi, and F.Pollara, "Serial concatenated trellis coded modulation with iterative decoding: Design and Performance," in IEEE Communications Theory Mini Conference, pp.38-43,1997.

[12].S.Benedetto, D.Divsalar, G.Montorsi, and F.Pollara, "Serial concatenated trellis coded modulation with iterative decoding: Design and Performance," in International Symposium on Information Theory, (Ulm, Germany.), IEEE, June-July,1997.

10 [13].V.Tarokh,N.Seshadri,A.R.Calderbank, "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction", IEEE Trans. Inform.Theory,vol.44,No.2, March 1998.

[14]. S.Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE JSAC, vol 14, No.8,1451-1458,Oct.1998.

15 [15].J.Hagenauer,Elke Offer, and Lutz Papke, "Iterative Decoding of Binary Block and Convolutional Codes", IEEE Trans on Information Theory, Vol.42,No.2 March 1996.

权 利 要 求

1. 一种时空频 TURBO 编码方法, 其中包括: 发射端对输入比特进行级连的时空 TRELLIS 编码; 编码时, 级连的内外码均为时空 TRELLIS 编码, 且将频率域作为编码的一个维数进行联合编码;

5 接收端对接收的信号进行译码。

2. 根据权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述的发射端对输入比特进行级连的时空 TRELLIS 编码是指: 发射端可对输入比特进行并行级连的时空 TRELLIS 编码, 分别将两个交织前后的时空 TRELLIS 编码信号, 分别调制到两个载波上;

10 在接收端, 可以分别恢复出两个交织前后的时空 TRELLIS 编码信号, 这就构成了时空频 TURBO 编码。

3. 根据权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述的发射端对输入比特进行级连的时空 TRELLIS 编码是指: 发射端可对输入比特进行串行级连的时空 TRELLIS 编码, 其中:

15 外码经时空 TRELLIS 编码后形成的信息和校验符号, 分别交织后再各自经过时空 TRELLIS 编码, 然后在两个载波上调制发射出去。

4. 根据权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述的发射端对输入比特进行并行级连的时空 TRELLIS 编码还可以指: 发射端可对输入比特进行能够传出一个信息符号和三个校验符号的并行级连的时空 TRELLIS 编码,

20 其中:

采用对两个载波的调制, 可以分别恢复出两个交织前的时空 TRELLIS 编码信号及两个交织后的时空 TRELLIS 编码信号, 然后在两个载波上调制发射出去。

5. 根据权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述的接收端对接收的信号进行译码是指: 接收端对接收的信号可进行时空频的 LOG-MAP 译码。

6. 根据权利要求 2 或 4 所述的方法, 其特征在于, 所述的接收端对接收的信号进行译码是指: 接收端对接收的信号可进行符号级并行时空频 TURBO 编码的 LOG-MAP 译码;

所述的译码可为迭代译码, 所述的迭代译码应满足下列条件:

$$\begin{aligned}
Lc(u_k = u(i) | \bar{Y}) &= \log(p(u_k = u(i) | \bar{Y})) = \log\left(\sum_{\sigma_k} p(u_k = u(i), \sigma_k, \sigma_{k+1} | \bar{Y})\right) \\
&= \log\left(h \sum_{\sigma_k} \exp(\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + \bar{\gamma}_k^l(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k))\right) \\
&= \bar{h} + \max_{\sigma_k} (\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + \bar{\gamma}_k^l(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k))
\end{aligned}$$

在上式中, 对 $u(i)$ 求和, 可以得出:

$$\bar{h} = \log(h) = -\sum_i \max_{\sigma_k} (\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + \bar{\gamma}_k^l(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k))$$

此时可以进行迭代译码, 计算得到的是全信息 $Lc(u_k = u(i) | \bar{Y})$, 迭代时

5 需要利用边信息 $Le(y_k | u(i))$, 可设先验信息为 $Lo(u_k = u(i))$, 则

$$Le(y_k | u(i)) = Lc(u_k = u(i) | \bar{Y}) - Lo(u_k = u(i))$$

判决时, 采用符号级的最大似然判决准则, 即取后验概率 $p(u_k = u(i) | \bar{Y})$ 最大的 $u(i)$ 作为 k 时刻的判决符号输出;

对于 $\alpha_k, \beta_k, \gamma_k$ 初始的状态, 采用对每个 RSC 编码器分别加尾比特强迫归

10 零的方案, 此时:

$$\alpha_0(\sigma_k) = \begin{cases} 1, & \sigma_k = 0 \\ 0, & \sigma_k \text{ 为其他值} \end{cases}$$

$$\beta_N(\sigma_k) = \begin{cases} 1, & \sigma_k = 0 \\ 0, & \sigma_k \text{ 为其他值} \end{cases}$$

在译码中如有并行路径的情况, 只要把并行路径当作普通的分支即可, 但需在相关的所有对状态求和的公式中, 还应该加一项对并行分支求和。

15 7. 根据权利要求 3 所述的方法, 其特征在于, 所述的接收端对接收的信号进行译码是指: 接收端对接收的信号可进行比特级串行时空频 TURBO 编码的 LOG-MAP 译码;

所述的译码可为迭代译码, 所述迭代译码的步骤为:

20 (一) 载波 1 和载波 2 接收的信号分别经过接收匹配滤波器的滤波, 并分别进行 APP 计算, 利用式:

$$p_k^A(u_k; O) = p_k^A(u = u_k | \bar{Y}_1^N) = h \sum_{\sigma_k} \sum_{\sigma_{k+1}} \alpha_k(\sigma_k) \beta_{k+1}(\sigma_{k+1}) \gamma_k^l(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k), \text{ 计算得到内码}$$

时空编码的码字 $c_k^{(1)}, c_k^{(2)}$ 符号级的后验概率, 然后利用 (10) 式:

$$p(s_i | Y) = \prod_{l=1}^{k_0} p(b_l | Y), \text{ 将其转换为比特级的似然比, 分别得到全后验概率的}$$

似然比 $\lambda_k^{(1)A}(u_k(j); O)$, $\lambda_k^{(2)A}(u_k(j); O)$, $j=1, \dots, k_0$, 初始迭代时, 令 $p_k^{(1)}(u_k; I) = 0$,

$$p_k^{(2)}(u_k; I) = 0;$$

(二) 然后利用式:

$$\lambda_k^e(u_k(j); O) = \ln \frac{p_k^e(u_k(j) = 1; O)}{p_k^e(u_k(j) = 0; O)} \quad j = 1, \dots, k_0$$

$$\lambda_k^e(c_k(j); O) = \ln \frac{p_k^e(c_k(j) = 1; O)}{p_k^e(c_k(j) = 0; O)} \quad j = 1, \dots, n_0$$

5 计算边信息 $\lambda_k^{(1)e}(u_k(j); O)$, $\lambda_k^{(2)e}(u_k(j); O)$;

(三) 将计算得到的内码的 2 个边信息 $\lambda_k^{(1)e}(u_k(j); O)$, $\lambda_k^{(2)e}(u_k(j); O)$

反交织作为外码 $c_k^{(1)o}, c_k^{(2)o}$ 的先验信息 $\lambda_k(c_k^{(1)o}(j); I)$, $\lambda_k(c_k^{(2)o}(j); I)$, 其中上标“0”表示外码;

(四) 利用式: $\lambda_k(c_k; I) = \sum_{j=1}^{n_0} c_k(j) \lambda_k(c_k(j); I)$ 计算 $\lambda_k(c_k; I)$, 在外码的后验似

10 然信息计算时, $\lambda_k(u_k; I)$ 始终为零; 将得到的 $\lambda_k(c_k; I)$, $\lambda_k(u_k; I)$, 带入到式

$$\begin{aligned} \lambda_k^A(c(j); O) = & \max_{\sigma_k: c_k(j)(\sigma_k)=1} [\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + \lambda_k(u_k; I) + \lambda_k(c_k(\sigma_k); I)] \\ & - \max_{\sigma_k: c_k(j)(\sigma_k)=0} [\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + \lambda_k(u_k; I) + \lambda_k(c_k(\sigma_k); I)] \end{aligned}$$

中, 得到 $\lambda_k^A(c(j); O)$, $j = 1, \dots, n_0$; 然后带入到式:

$\lambda_k^e(c(j); O) = \lambda_k^A(c(j); O) - \lambda_k(c_k(j); I)$ 中, 计算得到 $\lambda_k^e(c(j); O)$, $j = 1, \dots, n_0$; 利用

15 式: $p(s_i | Y) = \prod_{l=1}^{k_0} p(b_l | Y)$, 将边信息的似然比转换为符号的后验概率

$$p_k^e(c_k; O);$$

(五) 将 $p_k^e(c_k; O)$ 首先进行串并转换, 得到 $p_k^{(1)e}(c_k; O), p_k^{(2)e}(c_k; O)$, 分别经过交织得到 $p_{\alpha k}^{(1)e}(u_k; O), p_{\alpha k}^{(2)e}(u_k; O)$, 将此交织后的信息分别作为内码时空频编码的先验信息 $p_k^{(1)}(u_k; I)$, $p_k^{(2)}(u_k; I)$;

20 (六) 在后续的迭代中, 重复以上所述的 5 个步骤;

(七) 在最后一次迭代时, 输出外码的 $\lambda_k^A(u(j); O)$, $j = 1, \dots, k_0$, 采用下面的方式进行判决:

$$u_k(j) = \begin{cases} 1, & \text{当 } \lambda_k^A(u(j); O) > 0 \\ 0, & \text{当 } \lambda_k^A(u(j); O) \leq 0 \end{cases}$$

然后回到 1, 进行下一帧的译码。

25 8. 根据权利要求 3 所述的方法, 其特征在于, 所述的接收端对接收的信号进行译码是指: 接收端对接收的信号可进行符号级串行时空频 TURBO

编码的 LOG-MAP 译码;

所述的译码可为迭代译码, 所述迭代译码的步骤为:

此时所有的概率信息都是用符号级的后验概率表示的, 而没有用到比特级的似然比, 利用式: $p_k^e(u_k; O) = p_k^A(u_k; O) - p_k(u_k; I)$, 计算得到内码时空
5 编码的码字 $c_k^{(1)I}, c_k^{(2)I}$ 符号级的后验概率的边信息 $p_k^{(1)e}(u_k; O)$, $p_k^{(2)e}(u_k; O)$, 此时不需再计算似然信息, 而是将其反交织作为外码译码器的先验信息 $p_k(c_k^{(1)O}; I)$, $p_k(c_k^{(2)O}; I)$;

在外码译码时:

$$\begin{aligned} \bar{\alpha}_{k+1}(\sigma_{k+1}) &= \max_{\sigma_k} [\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + p_k(u_k; I) + p_k(c_k(\sigma_k); I)] \\ \bar{\beta}_k(\sigma_k) &= \max_{\sigma_{k+1}} [\bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + p_k(u_k; I) + p_k(c_k(\sigma_k); I)] \end{aligned}$$

$$\gamma_k^I(\sigma_k, \sigma_{k+1}, y_k) = h p_k(c; I) p_k(u; I)$$

计算得到的全信息的后验概率为:

$$\begin{aligned} p_k^A(c; O) &= \max_{\sigma_k: c_k(I)(\sigma_k)=1} [\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + p_k(u_k; I) + p_k(c_k(\sigma_k); I)] \\ &\quad - \max_{\sigma_k: c_k(I)(\sigma_k)=0} [\bar{\alpha}_k(\sigma_k) + \bar{\beta}_{k+1}(\sigma_{k+1}) + p_k(u_k; I) + p_k(c_k(\sigma_k); I)] \end{aligned}$$

15 $p_k^e(c; O) = p_k^A(c; O) - p_k(c; I)$, 其中在外码的迭代中 $p_k(u_k; I)$ 始终为零;

将 $p_k^e(c_k; O)$ 串并转换并交织分别作为内码时空频编码的先验信息 $p_k^{(1)}(u_k; I)$, $p_k^{(2)}(u_k; I)$, 以后为迭代过程。

9. 一种时空频 TURBO 编码装置, 其中: 发射端至少包括时空 TRELLIS 编码器和交织器, 所述的时空 TRELLIS 编码器和交织器构成级连的时空
20 TRELLIS 编码装置; 编码时: 输入比特分别输入时空 TRELLIS 编码器和交织器, 并经编码后输出;

接收端至少包括基于 LOG-MAP 译码的时空频译码装置。

10. 根据权利要求 9 所述的装置, 其特征在于, 所述的级连的时空 TRELLIS 编码装置是指: 并行级连的时空 TRELLIS 编码装置, 其由时空
25 TRELLIS 编码器、交织器、调制器、天线构成;

编码时: 输入比特分别输入时空 TRELLIS 编码器和交织器, 输入时空 TRELLIS 编码器的比特经编码后输出给调制器, 调制器输出的信号经天线发出; 输入交织器的比特交织后需输入另外的时空 TRELLIS 编码器, 并经编码后输出给另外的调制器, 该调制器输出的信号经另外的天线发出。

30 11. 根据权利要求 9 所述的装置, 其特征在于, 所述的级连的时空

TRELLIS 编码装置是指：串行级连的时空 TRELLIS 编码装置，其由时空 TRELLIS 编码器、交织器、调制器、天线构成；

5 编码时：输入比特先输入时空 TRELLIS 编码器，该时空 TRELLIS 编码器的输出分别为至少两个交织器的输入，交织器的输出分别为另外的至少两个时空 TRELLIS 编码器的输入，该至少两个时空 TRELLIS 编码器的输出分别为至少两个调制器的输入，该至少两个调制器输出的信号分别经至少两个天线发出。

12. 根据权利要求 9 所述的装置，其特征在于，所述的级连的时空 TRELLIS 编码装置是指：可传出一个信息符号和三个校验符号的并行级连的时空 TRELLIS 编码装置，其由时空 TRELLIS 编码器、交织器、调制器、
10 天线构成；

编码时：输入比特分别输入一时空 TRELLIS 编码器和一交织器，输入时空 TRELLIS 编码器的比特经编码后输出给一调制器，调制器输出的信号经一天线发出；

15 输入交织器的比特交织后需分别输入第二个时空 TRELLIS 编码器和第二个交织器，第二个交织器的输出为第三个时空 TRELLIS 编码器的输入，第二个时空 TRELLIS 编码器的输出和第三个时空 TRELLIS 编码器的输出共同为第二个调制器的输入，第二个调制器输出的信号经第二个天线发出。

13. 根据权利要求 10 或 12 所述的装置，其特征在于，所述的译码装置可为单速率并行时空频 TURBO 译码器；其由匹配滤波器、APP 计算器、
20 交织器、反交织器、判别装置构成；

在译码时：载波 1 和载波 2 接收的信号分别经过接收匹配滤波器 1、2 进入两个 APP 计算器，经基于 LOG-MAP 译码算法的迭代译码完成译码。

14. 根据权利要求 11 所述的装置，其特征在于，所述的译码装置可为
25 串行时空频 TURBO 译码器；其由匹配滤波器、APP 计算器、交织器、反交织器、判别装置构成；

在译码时：载波 1 和载波 2 接收的信号分别经过接收匹配滤波器 1、2 进入两个 APP 计算器，所述的两个 APP 计算器的输出分别为反交织器 1、2 的输入，所述的反交织器 1、2 的输出共同成为第三个 APP 计算器的输入，
30 经基于 LOG-MAP 译码算法的迭代译码完成译码。

1/4

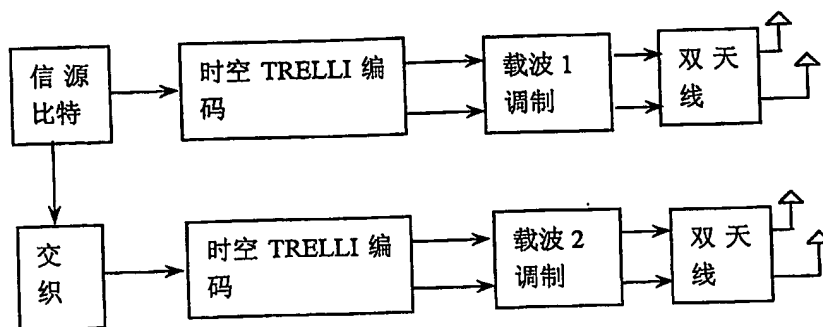


图 1

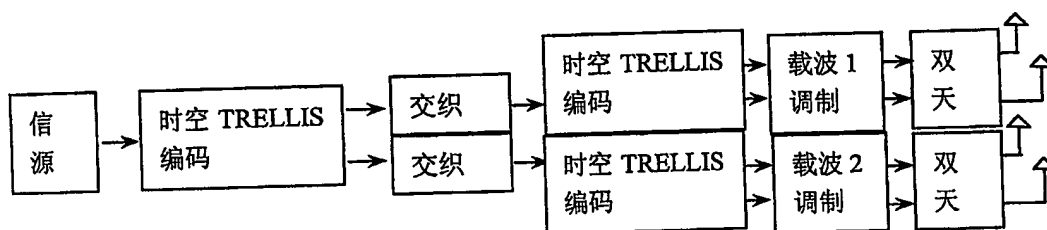


图 2

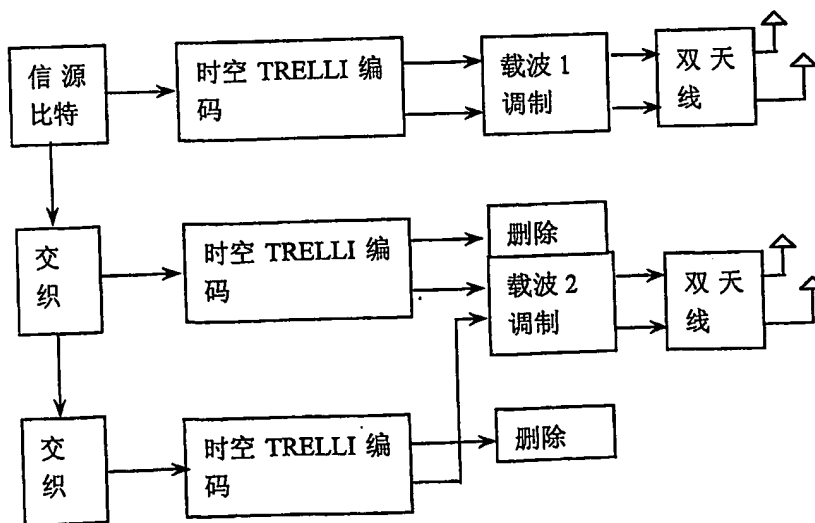


图 3

2/4

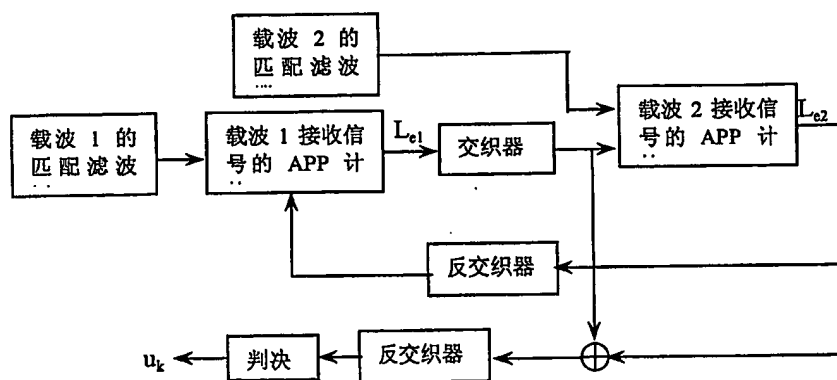


图 4

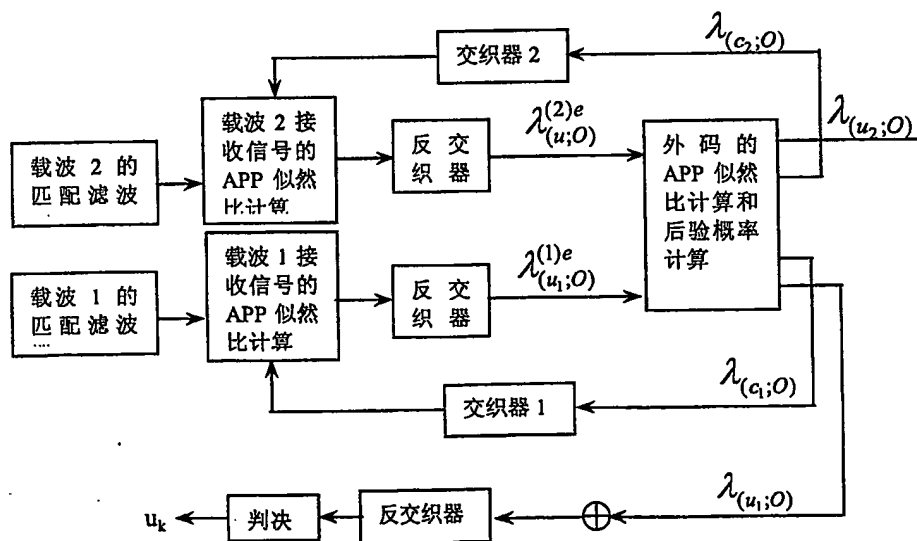


图 5

3/4

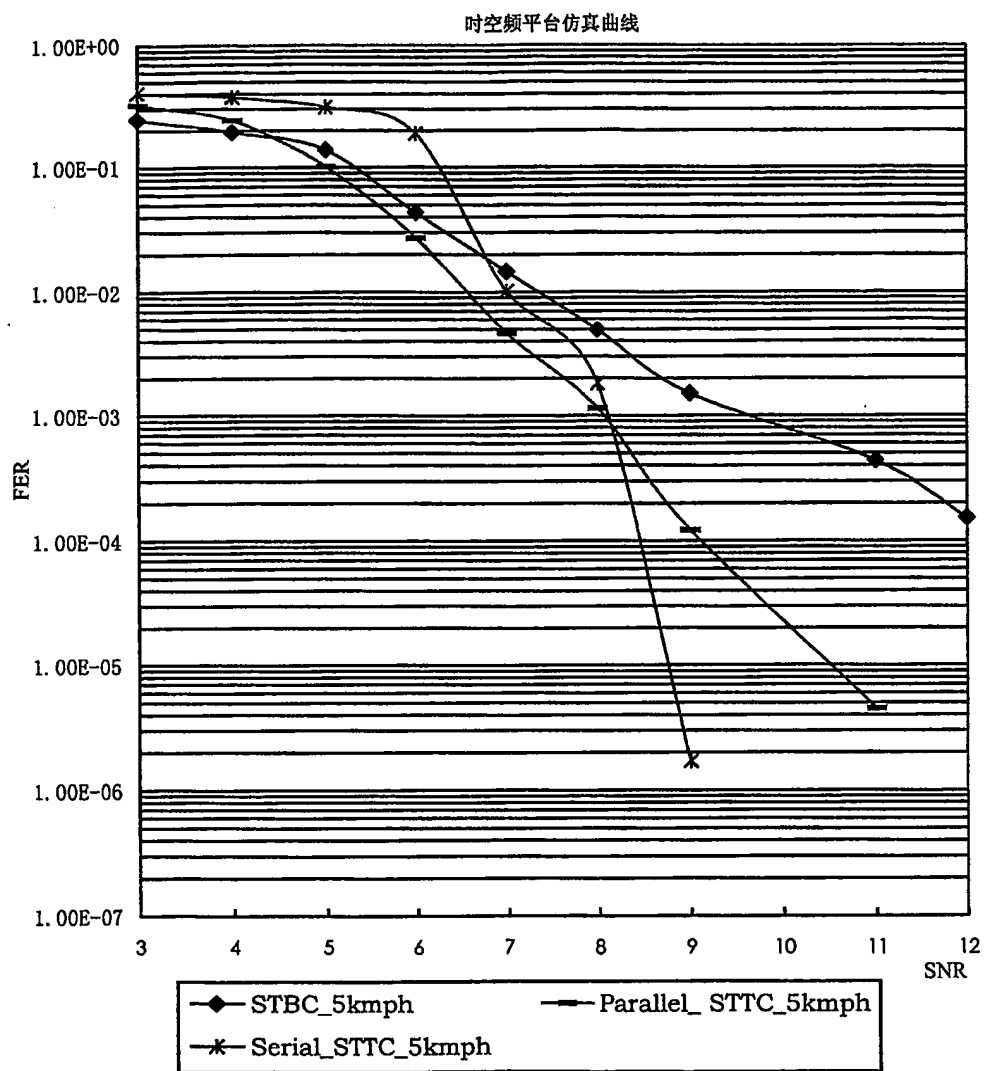


图 6

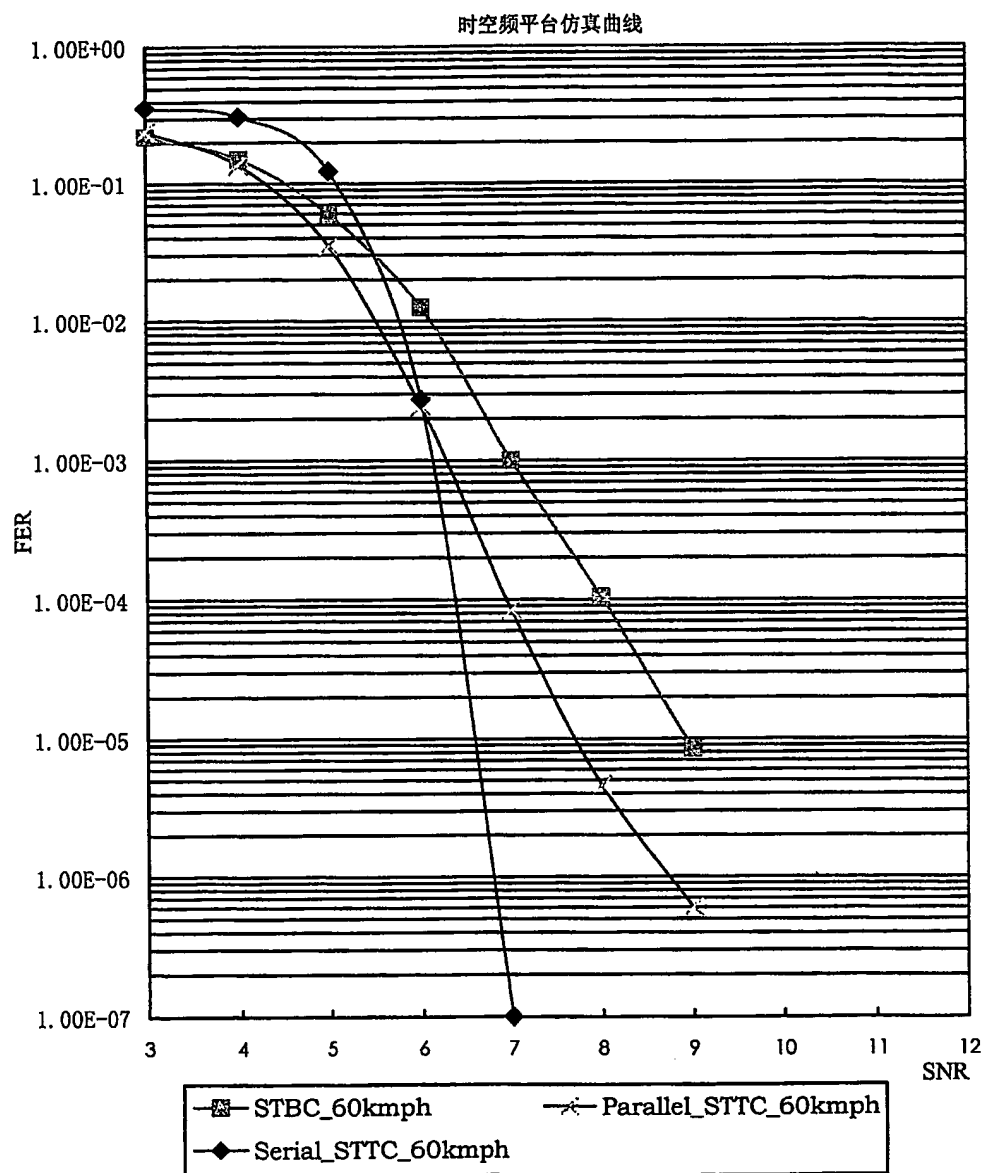


图 7

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN02/00239

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC⁷: H03M13/29

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC⁷: H03M13/29

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

WPI,EPDOC,PAJ: cod+, decode, encode, time, space, frequence, turbo, trellis

CNPAT: 编码, 译码, TURBO, 时空, 频率, TRELIS

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO0165760 A (NOKIA NETWORKS OY) 07.September 2001 (07.09.2001) See the description and figures	1—14
A	US6088387 A (AT & T CORP) 11.July 2000 (11.07.2000) column1,line6~column3,line26	1—14
A	WO0013323 A (HUGHES ELECTRONICS CORP) 09.March 2000 (09.03.2000) page 1~page 10	1—14
A	EP0963049 A (Her Majesty The Queen In Right of Canada as represented by the Minister of Industry) 08.december.1999 (08.12.1999) column1~column15	1—14

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim (S) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search 03.Dce. 2002 (03.12.02)	Date of mailing of the international search report 16 JAN 2003 (16.01.03)
Name and mailing address of the ISA/CN 6 Xitucheng Rd., Jimen Bridge, Haidian District, 100088 Beijing, China Facsimile No. 86-10-62019451	Authorized officer Zhang Zongren Telephone No. 86-10-62093504

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information patent family members

Search request No.

PCT/CN02/00239

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO0165760A	07.09.2001	None	
US6088387A	11.07.2001	US6330277B	11.12.2001
WO0013323A	09.03.2000	AU5685499A	21.03.2000
		EP1050110A	08.11.2000
		US6332209B	18.12.2001
EP0963049A	08.12.1999	EP0963048A	08.12.1999
		US6339834B	15.01.2002

国际检索报告

国际申请号

PCT/CN02/00239

A. 主题的分类

IPC⁷: H03M13/29

按照国际专利分类表(IPC)或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类

B. 检索领域

检索的最低限度文献(标明分类体系和分类号)

IPC⁷: H03M13/29

包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献

在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称和, 如果实际可行的, 使用的检索词)

WPI,EPDOC,PAJ: cod+, decode, encode, time, space, frequency, turbo, trellis

CNPAT: 编码, 译码, TURBO, 时空, 频率, TRELIS

C. 相关文件

类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求编号
A	WO0165760 A (NOKIA NETWORKS OY) 07.09 月 2001 (07.09.2001) 说明书全文及附图	1-14
A	US6088387 A (AT & T CORP) 11.07 月 2000 (11.07.2000) 说明书第 1 栏第 6 行~第 3 栏第 26 行	1-14
A	WO0013323 A (HUGHES ELECTRONICS CORP) 09.03 月 2000 (09.03.2000) 说明书第 1~10 页	1-14
A	EP0963049A (Her Majesty The Queen In Right of Canada as represented by the Minister of Industry) 08.12 月.1999 (08.12.1999) 说明书第 1~15 栏	1-14

☐ 其余文件在 C 栏的续页中列出。☒ 见同族专利附件。

* 引用文件的专用类型:

“A” 明确叙述了被认为不是特别相关的一般现有技术的文件

“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先的申请或专利

“L” 可能引起对优先权要求的怀疑的文件, 为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件

“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件

“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件

“T” 在申请日或优先权日之后公布的在后文件, 它与申请不相抵触, 但是引用它是为了理解构成发明基础的理论或原理

“X” 特别相关的文件, 仅仅考虑该文件, 权利要求所记载的发明就不能认为是新颖的或不能认为是有创造性

“Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 权利要求记载的发明不具有创造性

“&” 同族专利成员的文件

国际检索实际完成的日期

03.12 月 2002 (03.12.02)

国际检索报告邮寄日期

16. 1月 2003 (16.01.03)

国际检索单位名称和邮寄地址

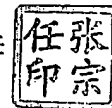
ISA/CN

中国北京市海淀区西土城路 6 号(100088)

传真号: 86-10-62019451

受权官员

张宗任



电话号码: 86-10-62093504

国际检索报告
关于同族专利成员的情报

国际申请号
PCT/CN02/00239

检索报告中引用的 专利文件	公布日期	同族专利成员	公布日期
WO0165760A	07.09.2001	无	
US6088387A	11.07.2001	US6330277B	11.12.2001
WO0013323A	09.03.2000	AU5685499A	21.03.2000
		EP1050110A	08.11.2000
		US6332209B	18.12.2001
EP0963049A	08.12.1999	EP0963048A	08.12.1999
		US6339834B	15.01.2002